

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2019.04.017

# 非最小相位系统自适应模型逆技术研究\*

杨亮亮,王 飞,史伟民

(浙江理工大学 机械与自动控制学院,浙江 杭州 310018)

**摘要:**针对非最小相位系统中的轨迹跟踪控制问题,基于非最小相位系统的闭环注入体系结构,对非最小相位系统的前馈控制器设计方法、模型逆技术以及自适应控制进行了研究。首先,采用非最小相位零点忽略技术、零相位误差跟踪控制技术和零幅度误差跟踪控制技术设计了系统的前馈控制器,并对 3 种模型逆技术进行了分析;在此基础上针对系统中非最小相位零点的偏移问题,采用遗忘因子最小二乘法实现了前馈控制器的自适应;最后进行了仿真和试验。研究结果表明:相对于使用零相位误差跟踪控制技术和非最小相位零点忽略技术,采用零幅度误差跟踪控制技术设计的前馈控制器能够更有效地提高非最小相位系统的跟踪精度,系统的轨迹跟踪误差分别减少了 61.45% 和 56.27%;使用自适应算法能够实现对系统参数变化的自适应控制,提高了系统的抗干扰性能。

**关键词:**非最小相位系统;前馈控制;模型逆技术;自适应;最小二乘法;轨迹动态跟踪

中图分类号:TP13;TP391

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2019)04-0428-06

## Adaptive model-inverse technology for non-minimum phase system

YANG Liang-liang, WANG Fei, SHI Wei-min

(Faculty of Mechanical Engineering and Automation, Zhejiang Sci-Tech University, Hangzhou 310018, China)

**Abstract:** Aiming at the trajectory tracking control problem in non-minimum phase system, the feedforward controller design method, model-inverse technique and adaptive control of non-minimum phase system were studied based on the closed-loop injection architecture of it. The non-minimum phase ignore (NPZ-Ignore), zero-phase-error tracking control (ZPETC) and zero-amplitude-error tracking control (ZMETC) technology were used to design the system feedforward controller, and the effect was analyzed. Based on it, aiming at the non-minimum phase zero offset in the system, the forgetting factor least squares method was used to realize the feedforward controller's self-adaptation, and the simulation and experiment were carried out. The results indicate that the feedforward controller designed with ZMETC technology can improve the tracking accuracy of the non-minimum phase system more effectively than the ZPETC technology and the NPZ-Ignore technology. The tracking error is reduced by 61.45% and 56.27%, respectively. The adaptive algorithm can realize adaptive control of system parameter changes and improve the anti-interference performance of the system.

**Key words:** non-minimum phase system (NMPS); feedforward control; model-inverse technology; adaptive; least squares method; trajectory dynamic tracking

## 0 引 言

非最小相位系统(NMPS)是指具有不稳定非最小相位零点的线性系统。对于连续系统,当系统相对阶次大于 2 时,随着采样频率的提高,必定会产生非最小相位零点<sup>[1]</sup>。

系统的动态轨迹跟踪控制要求系统的输出精确跟随给定的参考轨迹<sup>[2]</sup>。对非最小相位系统而言,要实现非最小相位系统轨迹的精确跟踪控制,常常使用反馈加前馈的二自由度控制策略。同时,由于非最小相位系统中存在非最小相位零点,使用经典的模型逆技术设计的前馈控制器可能导致系统的动态轨迹跟踪性

收稿日期:2018-09-10

基金项目:国家重点研发计划资助项目(2017YFB1304000);浙江省自然科学基金资助项目(LY18E050016)

作者简介:杨亮亮(1978-),男,湖北荆门人,副教授,硕士生导师,主要从事高速高精运动控制方面的研究。E-mail: yangliangliang@zstu.edu.cn

能差,难以满足系统高精度、高响应的控制要求,通常强制使用一个稳定的近似模型逆来代替模型的精确逆。模型逆技术通常被用来设计前馈控制器,其在提高系统跟踪性能、稳定时间和其他性能指标方面具有显著优势<sup>[3]</sup>。在研究非最小相位系统的轨迹跟踪控制问题时,已经有很多前馈技术用来最小化非最小相位零点跟踪性能的影响。TOMIZUKA 等人<sup>[4]</sup>提出了零相位误差跟踪控制技术;BUTTERWORTH 等人<sup>[5]</sup>提出了零幅度误差跟踪控制技术。他们将得到的前馈控制器加入到闭环系统中,达到了系统输入到输出的单位传递,使系统输出实现了对输入的完全跟踪。上述几种技术都是基于系统的精确模型,且未考虑到系统受到的外界干扰对系统非最小相位零点的影响。

在非最小相位系统的跟踪控制过程中,同时存在的建模误差和外界干扰等不可控因素会导致由对象和反馈控制器组成的闭环系统参数发生缓慢变化,在系统存在干扰的情况下建立的模型很难达到系统所要求的模型精度及稳定性要求。张黎等<sup>[6]</sup>提出了一种新的基函数型自适应迭代学习控制算法,采用自适应迭代学习辨识算法估计基函数模型,采用伪逆型学习律逼近系统的稳定逆,保证了迭代学习控制的收敛性和鲁棒性;RIGNEY 等人<sup>[7]</sup>采用泰勒级数逼近的模型逆技术对前馈控制器参数进行了更新,实现了对单轨硬盘驱动器的自适应控制,但文中所提出的结构在辨识过程中使用滤波器对数据进行滤波,设计人员需要对滤波器进行设计,使算法变得更为复杂。

因此,针对非最小相位系统的轨迹动态跟踪控制问题,本文采用三种模型逆技术来设计系统的前馈控制器。

## 1 非最小相位系统

非最小相位系统的反馈加前馈的二自由度控制策略一般采用被控对象注入体系结构(FFPI)和闭环注入体系结构(FFCLI)。

本文将研究重点放在闭环注入体系结构上,非最小相位系统闭环注入体系结构的控制框图如图1所示。

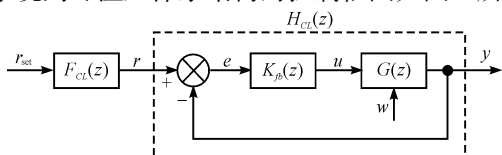


图1 非最小相位系统的闭环注入体系结构

$G(z)$  - 被控对象传递函数; $K_{\beta}(z)$  - 反馈控制器;  
 $F_{CL}(z)$  - 前馈控制器; $H_{CL}(z)$  - 闭环系统传递函数;  
 $r_{set}$  - 给定输入信号; $y$  - 系统输出信号; $e$  - 系统的轨迹跟踪误差; $u$  - 被控对象的信号输入; $w$  - 外界扰动信号

当使用闭环注入体系结构时,本研究首先设计反馈控制器  $K_{\beta}(z)$ ,使闭环系统  $H_{CL}(z)$  的性能最大化,这里的反馈控制器采用常见的 PID 控制器。其次,需要设计前馈控制器  $F_{CL}(z)$ 。理想情况下,设计的  $F_{CL}(z)$  将产生一个完全等于  $H_{CL}(z)$  逆的滤波器,这将使  $r_{set}$  到  $y$  为单位传递函数,实现系统输出  $y$  对系统输入  $r_{set}$  的完全跟踪。由于非最小相位系统中存在非最小相位零点,通常强制使用一个稳定的近似模型逆来代替精确的逆。

## 2 稳定的近似模型逆技术

忽略外界扰动  $w$ ,图1中的闭环系统传递函数为  $H_{CL}(z) = K_{\beta}(z)G(z)/(1 + K_{\beta}(z)G(z))$ ,则从  $r_{set}$  到  $y$  的传递函数为:

$$\frac{Y(z)}{R_{set}(z)} = H_{CL}(z)F_{CL}(z) \quad (1)$$

假设  $H_{CL}(z)$  的所有零点都是最小相位,可以定义为  $F_{CL}(z) = H_{CL}^{-1}(z)$ ,这时系统可以实现对输入信号  $r_{set}$  的完全跟踪。然而,许多系统中含有非最小相位零点,这就需要一个稳定的近似模型逆技术来设计前馈控制器  $F_{CL}(z)$ 。

首先,将  $B(z)$  划分为包含稳定零点(可逆)的多项式  $B_s(z)$  和包含不稳定零点(不可逆)的多项式  $B_u(z)$ ,则闭环系统传递函数  $H_{CL}(z)$  为:

$$H_{CL}(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{B_s(z)B_u(z)}{A(z)} \quad (2)$$

式中: $A(z)$ —包含闭环系统模型的所有极点。

则  $B_u(z)$  可以写成  $n$  阶多项式的形式:

$$B_u(z) = b_{un}z^n + b_{u(n-1)}z^{n-1} + \dots + b_{u0}z^0 \quad (3)$$

式中: $n$ —系统非最小相位零点的数量。

则闭环系统的基本模型逆结构为:

$$\tilde{H}_{CL}^{-1} = \frac{A(z)}{B_s(z)B_u^*(z)} \quad (4)$$

式中: $\sim$ —系统的近似; $B_u^*(z)$ —用稳定的近似模型逆技术来定义的。

由于多项式  $A(z)$  的阶数并不总是等于多项式  $B_s(z)B_u^*(z)$  的阶数,导致式(4)可能不是因果关系。因此,需要下式中的  $q$  个单位延迟来确保前馈控制器  $F_{CL}(z)$  的因果关系,即:

$$F_{CL}(z) = z^{-q}\tilde{H}_{CL}^{-1} = \frac{z^{-q}A(z)}{B_s(z)B_u^*(z)} \quad (5)$$

### 2.1 非最小相位零点忽略技术

使用非最小相位零点忽略技术进行模型逆设计时,即忽略系统模型中的任何非最小相位零点,式(4)

中的  $B_u^*(z)$  被省略成如下式所示:

$$B_{u:ign}^* = B_u(z) \Big|_{z=1} = B_u(1) \quad (6)$$

这里忽略系统中存在的非最小相位零点,式(4)中的  $B_u^*(z)$  就成为一个标量。要保持  $F_{CL}(z)$  的因果关系,延迟参数  $q$  的最小值必须等于  $A(z)$  的阶数减去  $B_s(z)$  的阶数,即  $q \geq O(A(z)) - O(B_s(z))$ 。采用非最小相位零点忽略技术设计的前馈控制器  $F_{CL:ign}$  如表 1 所示。

表 1 3 种稳定近似模型逆技术设计的前馈控制器和系统整体传递函数

方法	$F_{CL}(z)$	$\frac{Y(z)}{R_{set}(z)}$
非最小相位零点忽略技术	$\frac{z^{-q}A(z)}{B_s(z)B_u(1)}$	$\frac{z^{-q}B_u(z)}{B_u(1)}$
零相位误差跟踪控制技术	$\frac{z^{-(q+n)}A(z)B_u^f(z)}{B_s(z)(B_u(1))^2}$	$\frac{z^{-(q+n)}B_u(z)B_u^f(z)}{(B_u(1))^2}$
零幅度误差跟踪控制技术	$\frac{z^{-q}A(z)}{B_s(z)B_u^f(z)}$	$\frac{z^{-q}B_u(z)}{B_u^f(z)}$

### 2.2 零相位误差跟踪控制技术

零相位误差跟踪控制技术相对于非最小相位零点忽略技术更先进,因此,当使用零相位误差跟踪控制技术进行模型逆设计时,式(4)中的  $B_u^*(z)$  变成:

$$B_{u:ZP}^* = \frac{(B_u(z) \Big|_{z=1})^2 z^n}{B_u^f(z)} = \frac{(B_u(1))^2 z^n}{B_u^f(z)} \quad (7)$$

其中:

$$B_u^f(z) = b_{m0}z^n + b_{m1}z^{n-1} + \dots + b_{mn}z^0 \quad (8)$$

从式(3)到式(8)的变化为:  $B_u^f(z) = z^{-n}B_u(z)$ , 所以式(8)中的  $B_u^f(z)$  仍为含  $z$  的多项式。要保持前馈控制器  $F_{CL}(z)$  的因果关系,延迟参数  $q \geq O(A(z)B_u^f(z)) - O(z^n B_s(z))$ 。

### 2.3 零幅度误差跟踪控制技术

当使用零幅度误差跟踪控制技术进行模型逆设计时,即将模型的非最小相位零点转换为模型近似逆的稳定极点,式(4)中的  $B_u^*(z)$  变成:

$$B_{u:ZM}^* = B_u^f(z) \quad (9)$$

其中,  $B_u^f(z)$  在式(8)中已经定义了。此时,要保持  $F_{CL}(z)$  的因果关系,延迟参数  $q$  的最小值必须等于  $A(z)$  的阶数减去  $B_s(z)B_u^f(z)$  的阶数,即  $q \geq O(A(z)) - O(B_s(z)B_u^f(z))$ 。采用零幅度误差跟踪控制技术设计的前馈控制器  $F_{CL:ZM}$  如表 1 所示。

## 3 自适应算法

自适应控制方法通常分为直接自适应控制和间接

自适应控制。文献[8]中使用的间接自我调节器就是一个非常典型的间接自适应控制;文献[9]中采用基于 MIT 规则的模型,参考自适应控制和二自由度框架中的状态反馈控制方法相结合,可以跟踪具有小稳态误差的参考轨迹。

对于非最小相位系统来说,系统中存在的非最小相位零点具有很大的不确定性,采用直接自适应控制方法很不稳定。文献[10]提出了一种直接自适应前馈技术,使用 FIR 滤波器近似闭环系统的动态逆;文献[7]使用了类似的算法,但在求模型逆时,其中只提到了使用泰勒级数逼近模型逆的方法;文献[4]针对非最小相位系统,通过类似算法在线动态调谐零相位误差跟踪控制器的参数,但文中只提到了零相位误差跟踪控制技术。

考虑到直线电机伺服驱动系统中有限的计算资源,高阶的滤波器需要更多的计算周期,会使系统的计算更加复杂。本文选择间接控制方法来调谐前馈控制器  $F_{CL}(z)$ 。

间接自适应系统控制框图如图 2 所示。

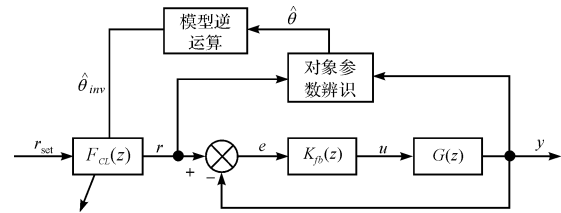


图 2 间接自适应系统控制框图

首先本研究使用最小二乘参数估计算法来动态估计闭环系统的动力学参数,然后使用三种模型逆技术得到闭环系统的模型逆,就可以得到系统的前馈控制器  $F_{CL}(z)$ 。

在图 2 中,将系统的输出信号  $y$  的估计值表示为:

$$\hat{y}(k) = \varphi^T(k) \hat{\theta}(k) \quad (10)$$

式中:  $\varphi(k)$ —数据向量;  $\hat{\theta}(k)$ —待估计闭环系统参数向量。

具体可以表述为:

$$\varphi(k) = [y(k), \dots, y(k-n), r(k+m-n), \dots, r(k-n)]^T \quad (11)$$

$$\hat{\theta}(k) = [\hat{a}_1, \hat{a}_2, \dots, \hat{a}_n, \hat{b}_0, \hat{b}_1, \hat{b}_2, \dots, \hat{b}_m]^T \quad (12)$$

式中:  $\hat{a}_1, \hat{a}_2, \dots, \hat{a}_n, \hat{b}_0, \hat{b}_1, \hat{b}_2, \dots, \hat{b}_m$ —闭环系统动态参数的近似值。

采用遗忘因子最小二乘算法来更新参数  $\hat{\theta}(k)$ , 则有:

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + L(k) [y(k) - \varphi^T(k) \hat{\theta}(k-1)] \quad (13)$$

其中:

$$L(k) = \frac{P(k-1)\varphi(k)}{\lambda + \varphi^T(k)P(k-1)\varphi(k)} \quad (14)$$

$$P(k) = \frac{1}{\lambda} [P(k-1) - \frac{P(k-1)\varphi(k)\varphi^T(k)P(k-1)}{\lambda + \varphi^T(k)P(k-1)\varphi(k)}] \quad (15)$$

式中:  $\lambda$ —遗忘因子, 必须满足  $0 < \lambda \leq 1$ 。

当  $\lambda = 1$  时, 遗忘因子最小二乘法将退化为普通的最小二乘法。使用上述遗忘因子最小二乘法计算出  $\hat{\theta}$  后, 使用三种模型逆技术来确定参数  $\hat{\theta}_{inv}$ , 从而可以得到系统的前馈控制器  $F_{CL}(z)$ 。

## 4 仿真与试验

### 4.1 仿真分析

本研究采用 Matlab/Simulink 对前述模型逆技术和自适应算法进行仿真。仿真时, 给定输入信号, 即理想轨迹输入采用三阶 S 型点到点轨迹规划曲线, 轨迹规划参数为  $s = 0.05 \text{ m}$ ,  $v_{\max} = 0.2 \text{ m/s}$ ,  $a_{\max} = 10 \text{ m/s}^2$ ,  $j_{\max} = 3000 \text{ m/s}^3$ 。

轨迹规划曲线如图 3 所示 (轨迹为 3 次往返运动, 即 0 ~ 1 s 为一次往返运动)。

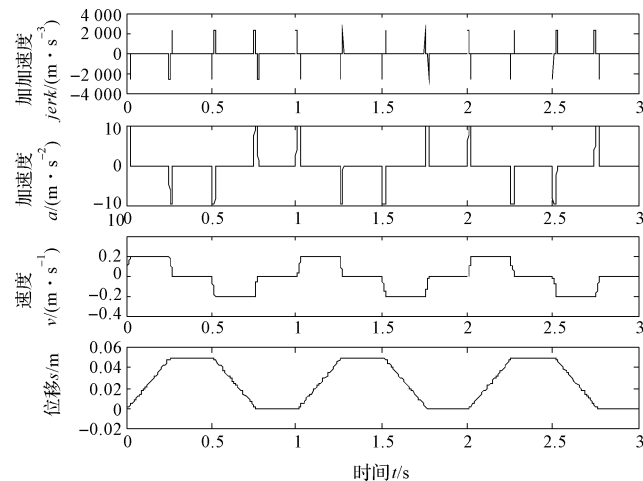


图 3 仿真所用的三阶轨迹规划曲线

本文采用直线电机伺服驱动系统模型研究 3 种模型逆技术的优劣, 并验证本文提到的自适应算法。完整的直线电机伺服驱动系统的闭环传递函数为:

$$\hat{H}_{CL}(z) = 2.3561 \times 10^{-9} \times \frac{(z^2 - 1.991z + 0.993)}{(z-1)(z-0.8113)} \times \frac{(z+1)^2(z^2 + 2.389z + 1.574)}{(z^2 - 1.988z + 0.9912)(z^2 + 1.233z + 0.878)} \quad (16)$$

其中, 反馈控制器采用 PID 控制器, 其参数分别为:  $K_p = 594319$ ,  $K_i = 212582$ ,  $K_d = -9324$ 。

直线电机伺服驱动系统闭环传递函数以及 3 种模型逆技术所设计的前馈控制器的零极点图如图 4 所示 (采样时间  $T_s = 0.0005 \text{ s}$ )。

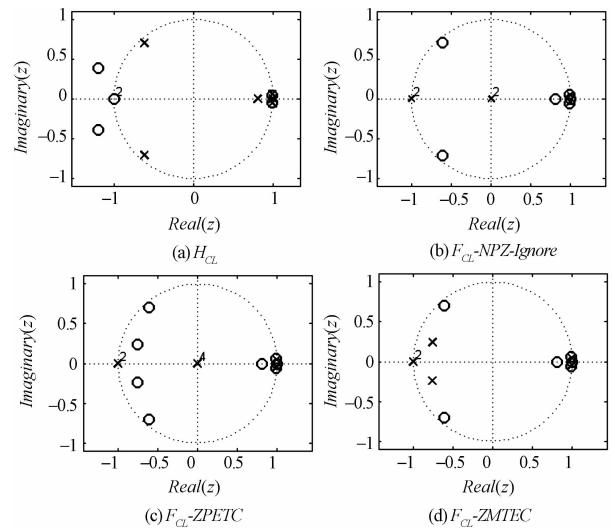


图 4 直线电机伺服驱动系统闭环传递函数以及 3 种模型逆技术所设计的前馈控制器  $F_{CL}(z)$  零极点图

在图 4 中, 闭环系统在  $z = -1.1945 + j0.3836$  处的单位圆外有两个非最小相位零点。本研究使用前述 3 种模型逆技术设计前馈控制器时, 分别对闭环系统的非最小相位零点做了一定的改变, 闭环系统的非最小相位零点被忽略; 闭环系统的非最小相位零点被转换为模型近似逆的稳定极点; 闭环系统的非最小相位零点被转换为模型近似逆的稳定极点。在实际使用中, 非最小相位系统受到外界干扰致使非最小相位零点位置发生偏移, 导致采用前述 3 种模型逆技术设计的前馈控制器和闭环系统传递函数不能完全匹配, 此时, 由前馈加反馈组成的二自由度系统可能会产生不可预测的结果。

采用前馈加反馈的二自由度控制策略的直线伺服驱动系统仿真结果如图 5 所示。

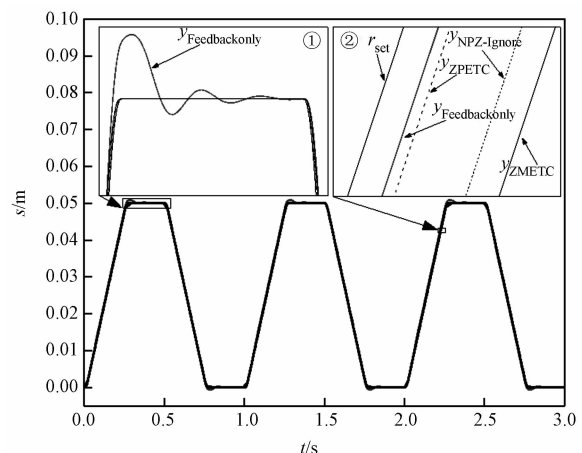


图 5 采用前馈 + 反馈的直线电机伺服驱动系统仿真结果

在图 5 中,系统提供了仅使用反馈和使用反馈加前述 3 种模型逆技术设计的前馈控制器的仿真结果,系统输入为图 3 中给出的 3 阶 S 型点到点轨迹规划曲线。由图 5 可知:仅使用简单的反馈控制器(此时系统的前馈控制器  $F_{CL}$  为单位传递函数,即  $F_{CL} = 1$ )并不能够实现对系统输入的精确跟踪,尤其是在系统的调整期间(即系统的轨迹达到 0.05 m 时)。当使用 3 种模型逆技术设计前馈控制器时,可以明显看出系统能够实现对输入的精确跟踪(尤其是在系统的轨迹达到 0.05 m 时);但在加减速以及匀速阶段,系统输出较系统的输入仍有一定的延迟。

仅使用反馈和使用前馈(采用前述 3 种模型逆技术设计)加反馈的二自由度控制策略的误差曲线图如图 6 所示。

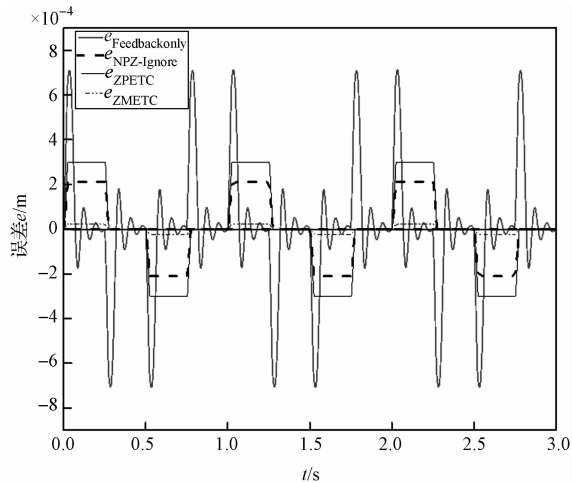
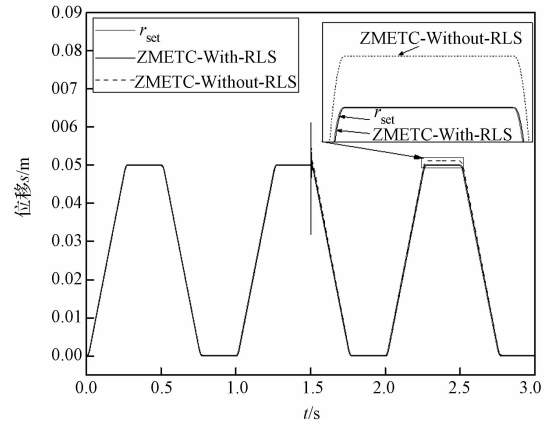


图 6 系统的输入与输出信号的误差曲线图

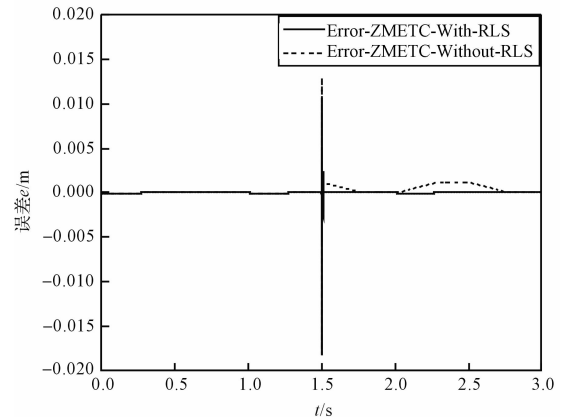
由图 6 可以看出:使用前馈控制器时系统的误差远远小于仅使用反馈控制器时系统的误差;并且,使用零幅度误差跟踪控制技术(ZMETC)设计的前馈控制器时系统的误差最小。

系统采用自适应算法和未采用自适应算法的仿真对比图如图 7 所示。

从图 7 可以看到:(1)在  $t = 1.5$  s 零点发生变化后,系统参数发生变化,在使用前述自适应算法辨识出新的系统参数后,采用零幅度误差跟踪控制技术(ZMETC)得到最新的前馈控制器,在辨识这段时间中系统轨迹出现了振荡,由局部放大图也可以看出,在下一次的往返过程中,未采用自适应算法的系统跟踪曲线偏离系统输入  $r_{set}$ ;(2)未采用自适应算法的误差曲线(黑色虚线)也说明了其误差大于采用自适应算法所得到的系统误差。



(a) 轨迹跟踪仿真对比图



(b) 误差曲线仿真对比图

图 7 采用自适应算法前后轨迹跟踪、误差曲线仿真对比图

由此可见:采用 ZMETC 设计的前馈控制器使用自适应算法,可以有效地辨识出系统零点发生偏移后的系统参数,采用 ZMETC 技术更新前馈控制器参数,可实现对系统前馈控制器的自适应控制。

## 4.2 试验验证

试验平台为两个直线电机构成的 X-Y 运动平台。直线电动机采用 Bador 公司的 LMCFO2C-HCO,电动机的连续推力为 58 N,峰值推力为 173 N;直线电动机的运动位置由 GSI 公司分辨率为  $0.5 \mu\text{m}$  的光栅尺测量,读数头型号为 MII1600-40;伺服驱动器为 Bador 公司的 FMH2A03TR-EN23,采用直流控制方式。为了验证系统的非最小相位特性,实际试验时采用下层直线电动机锁死,只对上层直线电动机进行试验。

本文在直线电机伺服驱动系统上对 3 种模型逆技术设计的前馈控制器进行了试验。首先通过频率响应的方法,获得的直线电机伺服驱动系统的闭环传递函数和仿真试验结构相同。在验证模型逆技术时,采用的输入信号和仿真所采用的三阶 S 型点到点轨迹相同。系统的输入和输出信号的误差曲线图如图 8 所示。

从图 8 可以看出:采用反馈加 ZMETC 技术设计的前馈控制器的二自由度控制策略得到的系统误差最小,为

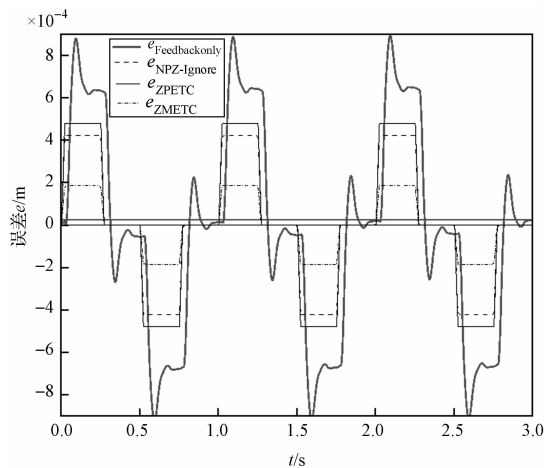


图8 系统的输入与输出信号的误差曲线图

$1.8505 \times 10^{-4}$  m。相比于使用 ZPETC、NPZ-Ignore 技术设计的前馈控制器,系统误差分别减少了 61.45% 和 56.27%。

针对采用了反馈加 ZMETC 技术设计的前馈控制器的二自由度控制策略控制的系统,使用自适应算法和未使用自适应算法的误差曲线对比图,如图 9 所示。

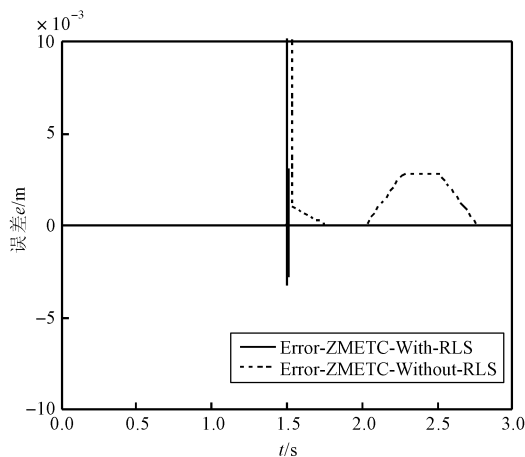


图9 系统采用自适应算法前后的误差曲线对比图

实线—采用自适应算法零点偏移后系统的输出跟踪曲线;虚线—未采用自适应算法零点偏移后系统的输出跟踪曲线

从图 9 可以看出:使用了自适应算法的系统误差更小,而未使用自适应算法的系统不能够实现对系统的轨迹动态跟踪控制。

## 5 结束语

针对非最小相位系统的轨迹跟踪控制问题,本文

采用 3 种稳定的近似模型逆技术设计了前馈控制器;使用前馈加反馈的二自由度控制策略,引入了基于最小二乘的自适应算法,提高了系统的轨迹跟踪性能和自适应能力,并通过仿真和实际电动机平台进行了试验,仿真和试验验证了本文算法的正确性。

研究表明:(1)相对于使用 NPZ-Ignore 技术和 ZPETC 技术,使用 ZMETC 技术设计的前馈控制器可以有效减小系统的动态轨迹跟踪误差;(2)在非最小相位系统中采用 ZMETC 技术设计前馈控制器,同时采用自适应控制技术,可以有效提高非最小相位系统前馈控制器的自适应能力,提升系统的抗干扰性能。

## 参考文献 (References):

- [1] ASTROM K J, HAGANDER P, STERNBY J. Zeros of Sampled Systems[J]. *Automatica*, 1984,20(1): 1077-1081.
- [2] 叶林奇,宗群,田栢苓,等.非最小相位系统跟踪控制综述[J]. *控制理论与应用*,2017,34(2):141-158.
- [3] BUTTERWORTH J A, PAO L Y, ABRAMOVITCH D Y. Analysis and comparison of three discrete-time feedforward model-inverse control technique for nonminimum phase systems[J]. *Mechatronics*, 2012,22(5): 577-587.
- [4] TOMIZUKA M. Adaptive zero phase error tracking algorithm for digital control[J]. *Trans of Asme Journal of Dynamic Systems Measurements and Control*, 1987,109(1): 349-354.
- [5] BUTTERWORTH J A, PAO L Y, ABRAMOVITCH D Y. Architectures for tracking control in atomic force microscopes[J]. *IFAC Proceedings Volumes*, 2008,41(2): 8236-8250.
- [6] 张黎,刘山.非最小相位系统的基函数型自适应迭代学习控制[J]. *自动化学报*,2014,40(12):2716-2725.
- [7] RIGNEY B, PAO L Y, LAWRENCE D A. Adaptive Inverse Control for Settling Performance Improvements[C]. *American Control Conference*, New York: IEEE, 2009.
- [8] ASTROM K, WITTENMARK B. *Adaptive Control*[M]. Menlo Park: Addison-Wesley, 1995.
- [9] PAL M, SARKAR G, BARAI R K, et al. Design of adaptive two-degree-of-freedom controller for inversion based reference input tracking of non-minimum phase system[C]. *Michael Faraday IET International Summit*, Howrah:IET, 2016.
- [10] WIDROW B, WALACH E. *Adaptive Inverse Control: A Signal Processing Approach* [M]. Hoboken: Wiley-IEEE Press, 2014.

[编辑:李辉]

### 本文引用格式:

杨亮亮,王飞,史伟民.非最小相位系统自适应模型逆技术研究[J]. *机电工程*,2019,36(4):428-433.

YANG Liang-liang, WANG Fei, SHI Wei-min. Adaptive model-inverse technology for non-minimum phase system[J]. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*, 2019,36(4):428-433.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>